

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP2005/019034

International filing date: 17 October 2005 (17.10.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2004-309148
Filing date: 25 October 2004 (25.10.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 28 November 2005 (28.11.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 4 年 1 0 月 2 5 日

出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 4 - 3 0 9 1 4 8

パリ条約による外国への出願
に用いる優先権の主張の基礎
となる出願の国コードと出願
番号
J P 2 0 0 4 - 3 0 9 1 4 8
The country code and number
of your priority application,
to be used for filing abroad
under the Paris Convention, is

出 願 人
Applicant(s): ソニー株式会社

2 0 0 5 年 1 1 月 9 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

中 嶋



【書類名】	特許願
【整理番号】	0490685804
【提出日】	平成16年10月25日
【あて先】	特許庁長官殿
【国際特許分類】	H04B 1/00
【発明者】	
【住所又は居所】	東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号
【氏名】	ソニー株式会社内 飯田 幸生
【特許出願人】	
【識別番号】	000002185
【氏名又は名称】	ソニー株式会社
【代理人】	
【識別番号】	100093241
【弁理士】	
【氏名又は名称】	宮田 正昭
【選任した代理人】	
【識別番号】	100101801
【弁理士】	
【氏名又は名称】	山田 英治
【電話番号】	03-5541-7577
【連絡先】	担当
【選任した代理人】	
【識別番号】	100086531
【弁理士】	
【氏名又は名称】	澤田 俊夫
【手数料の表示】	
【予納台帳番号】	048747
【納付金額】	16,000円
【提出物件の目録】	
【物件名】	特許請求の範囲 1
【物件名】	明細書 1
【物件名】	図面 1
【物件名】	要約書 1
【包括委任状番号】	9904833

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンド OFDM 信号を、低中間周波数を用いて受信処理する無線通信装置であって、

高周波の受信信号を低中間周波数信号に変換する周波数変換手段と、

低中間周波数信号を所定のサンプリング周波数を以ってデジタル信号に変換する AD 変換手段と、

AD 変換した後の時間軸上の OFDM 信号を FFT して周波数軸上のサブキャリアに変換する OFDM 復調手段とを備え、

前記 OFDM 復調手段は、AD 変換時におけるサンプリング周波数に応じて生じる周波数重畳のために入れ替わったサブキャリアの順番を FFT した後に並べ替える、

ことを特徴とする無線通信装置。

【請求項 2】

前記周波数変換手段は、受信信号をローカル信号と混合して低中間周波数信号を生成する、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 3】

前記周波数変換手段は、周波数ホッピングするバンド間隔の半分だけ受信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル信号を受信信号と混合し、前記バンド間隔の半分となる低中間周波数からなる低中間周波数信号を生成する、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 4】

前記 AD 変換手段は、前記低中間周波数の 2 倍となるサンプリング周波数を以ってアナログ信号をサンプリングする、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 5】

前記 AD 変換手段は、周波数ホッピングするバンド間隔に相当するサンプリング周波数を以ってアナログ信号をサンプリングする、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 6】

前記周波数変換手段により周波数変換された低中間周波数信号中の不要波を除去する中間周波数フィルタをさらに備える、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 7】

前記中間周波数フィルタは、2 つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合してなるヒルベルト・バンドパス・フィルタにより構成される、

ことを特徴とする請求項 6 に記載の無線通信装置。

【請求項 8】

実フィルタのラダー型ローパス・フィルタの設計周波数と前記ヒルベルト・バンドパス・フィルタの中心周波数の絶対値を等しく、且つラダー型プロトタイプフィルタの素子値を整数比にする、

ことを特徴とする請求項 7 に記載の無線通信装置。

【請求項 9】

受信フレームの先頭には既知シーケンスからなるプリアンブルが含まれており、

該既知のプリアンブル・シーケンスに前記低中間周波数を乗算して得られたシーケンスを用いて受信信号中のプリアンブルを検出するプリアンブル検出手段をさらに備える、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 10】

所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンド OFDM 信号を、低中間周波数を用いて受信処理する無線通信装置であって、

周波数ホッピングするバンド間隔の半分だけ受信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル信号を受信信号と混合し、前記バンド間隔の半分となる低中間周波数からなる低中間周波数信号を生成して受信処理する、
ことを特徴とする無線通信装置。

【請求項 1 1】

所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンド OFDM 信号を、低中間周波数を用いて送信処理する無線通信装置であって、

周波数軸上の各サブキャリアをベースバンドのまま IFFT して時間軸上の信号に変換する OFDM 変調手段と、

IFFT した後の送信信号に低中間周波数を乗算して OFDM 変調された低中間周波数信号を生成する低中間周波数乗算手段と、

低中間周波数信号を所定のサンプリング周波数を以ってアナログ信号に変換する DA 変換手段と、

低中間周波数信号を高周波の送信信号に変換する周波数変換手段と、
を具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項 1 2】

送信信号を IFFT する前に前記 DA 変換手段におけるアバーチャ効果を補正するサブキャリア電力レベル補償手段をさらに備える、
ことを特徴とする請求項 1 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 3】

IFFT した後に前記 DA 変換手段におけるアバーチャ効果を補正する複素 FIR フィルタをさらに備える、
ことを特徴とする請求項 1 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 4】

前記周波数変換手段は、低中間周波数信号をローカル信号と混合して高周波の送信信号を生成する、
ことを特徴とする請求項 1 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 5】

低中間周波数信号は周波数ホッピングするバンド間隔の半分となる低中間周波数からなり、

前記周波数変換手段は、前記バンド間隔の半分だけ送信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル信号を低中間周波数信号と混合して高周波の送信信号を生成する、
ことを特徴とする請求項 1 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 6】

前記 DA 変換手段により変換されたアナログ信号中の不要波を除去する中間周波数フィルタをさらに備える、
ことを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 7】

前記中間周波数フィルタは、2 つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合してなるヒルベルト・バンドパス・フィルタにより構成される、
ことを特徴とする請求項 1 6 に記載の無線通信装置。

【請求項 1 8】

所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンド OFDM 信号を、低中間周波数を用いて送信処理する無線通信装置であって、

低中間周波数信号は周波数ホッピングするバンド間隔の半分となる低中間周波数からなり、

前記バンド間隔の半分だけ送信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル信号を低中間周波数信号と混合して高周波の送信信号を生成して送信する、
ことを特徴とする無線通信装置。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 無線通信装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、マルチバンド無線信号を送受信する無線通信装置に係り、特に、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を送受信処理する無線通信装置に関する。

【0002】

さらに詳しくは、本発明は、広帯域での周波数切り替えを行なうマルチバンドOFDM—UWB通信方式の無線通信装置に係り、特に、低中間周波数（Low-IF）方式で構成されるマルチバンドOFDM—UWB通信方式の無線通信装置に関する。

【背景技術】

【0003】

有線方式によるLAN配線からユーザを解放するシステムとして、無線LANが注目されている。無線LANによれば、オフィスなどの作業空間において、有線ケーブルの大半を省略することができるので、パーソナル・コンピュータ（PC）などの通信端末を比較的容易に移動させることができる。近年では、無線LANシステムの高速化、低価格化に伴い、その需要が著しく増加してきている。特に最近では、人の身の回りに存在する複数の電子機器間で小規模な無線ネットワークを構築して情報通信を行なうために、パーソナル・エリア・ネットワーク（PAN）の導入が検討されている。例えば、2.4GHz帯や、5GHz帯など、監督官庁の免許が不要な周波数帯域を利用して、異なった無線通信システム並びに無線通信装置が規定されている。

【0004】

無線ネットワークは、LSIの高集積化・低消費電力化とも相俟って性能が飛躍的に向上し、世界的にも広く利用される状況となり、標準化が進められている。また、無線LAN装置は、コンピュータ周辺機器と同じ程度に低価格化してきており、旧来のコンピュータ・ネットワークという用途以外に、オフィスにおける周辺機器の接続や、家庭内の情報家電間におけるストリーム系高品質動画像伝送など、さまざまな局面での利用が図られている。

【0005】

無線ネットワークに関する標準的な規格として、IEEE（The Institute of Electrical and Electronics Engineers）802.11（例えば、非特許文献1を参照のこと）や、HyperLAN/2（例えば、非特許文献2又は非特許文献3を参照のこと）やIEEE802.15.3、Bluetooth通信などを挙げることができる。IEEE802.11規格については、無線通信方式や使用する周波数帯域の違いなどにより、IEEE802.11a規格、IEEE802.11b規格…などの各種無線通信方式が存在する。

【0006】

また、近年では、「ウルトラワイドバンド（UWB）通信」と呼ばれる、非常に広い周波数帯域でキャリアを使用せず1ナノ秒以下の超短パルス波に情報を載せて無線通信を行なう方式が、近距離超高速伝送を実現する無線通信システムとして注目され、その実用化が期待されている（例えば、非特許文献4を参照のこと）。現在、IEEE802.15.3などにおいて、ウルトラワイドバンド通信のアクセス制御方式として、プリアンブルを含んだパケット構造のデータ伝送方式が考案されている。

【0007】

将来、UWBに代表される近距離通信のWPAN（Wireless Personal Access Network）はあらゆる家電品やCE（Consumer Electronics）機器に搭載されることが予想され、100Mbps超のCE機器間のP-to-P伝送や家庭内ネットワークの実現が期待されている。ミリ波帯の利用が普及した場合には1Gbps超の短距離無線も可能となり、ストレージデバイスなどを含む超

高速な近距離用のDAN(Device Area Network)も実現可能となる。

【0008】

ところで、室内で多数の機器が混在する作業環境下で無線ネットワークを構築した場合、複数のネットワークが重なり合って構築されていることが想定される。単一チャネルを使用した無線ネットワークでは、通信中に他のシステムが割り込んできたり、干渉などにより通信品質が低下したりしても、事態を修復する余地はない。

【0009】

このため、通信チャネルをあらかじめ複数用意しておくというマルチチャネル通信方式が採用される。通信中に他のシステムが割り込んだり、参入局数が多くなって帯域の余裕がなくなってきたりしたことが原因で、干渉により通信品質が低下したときときに、使用する通信チャネルを選択して動作を開始することにより、ネットワーク動作を維持し、他のネットワークとの共存を実現することができる。

【0010】

例えば、IEEE 802.15.3の高速無線PANシステムにおいても、マルチチャネル通信方式が採用されている。すなわち、システムで利用可能な周波数チャネルが複数用意され、無線通信デバイスは、電源投入後にすべての利用可能なチャネルにわたってスキャン動作を行なうことで、周囲にピコネット・コーディネータ(PNC)としてピーコン信号を送信しているデバイスの有無を確認し、利用する周波数チャネルを選択する、というアルゴリズムが採用されている。

【0011】

また、室内で無線ネットワークを構築した場合、受信装置では直接波と複数の反射波・遅延波の重ね合わせを受信するというマルチパス環境が形成される。マルチパスにより遅延ひずみ(又は、周波数選択性フェージング)が生じ、通信に誤りが引き起こされる。そして、遅延ひずみに起因するシンボル間干渉が生じる。

【0012】

主な遅延ひずみ対策として、マルチキャリア(多重搬送波)伝送方式を挙げることができる。マルチキャリア伝送方式では、送信データを周波数の異なる複数のキャリアに分配して伝送するので、各キャリアの帯域が狭帯域となり、周波数選択性フェージングの影響を受け難くなる。

【0013】

例えば、マルチキャリア伝送方式の1つであるOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:直交周波数分割多重)方式では、各キャリアがシンボル区間で相互に直交するように各キャリアの周波数が設定されている。情報伝送時には、シリアルで送られてきた情報を情報伝送レートより遅いシンボル周期毎にシリアル/パラレル変換して出力される複数のデータを各キャリアに割り当ててキャリア毎に振幅及び位相の変調を行ない、その複数キャリアについて逆FFTを行なうことで周波数軸での各キャリアの直交性を保持したまま時間軸の信号に変換して送信する。また、受信時はこの逆の操作、すなわちFFTを行なって時間軸の信号を周波数軸の信号に変換して各キャリアについてそれぞれの変調方式に対応した復調を行ない、パラレル/シリアル変換して元のシリアル信号で送られた情報を再生する。

【0014】

OFDM変調方式は、例えばIEEE 802.11a/gにおいて無線LANの標準規格として採用されている。また、IEEE 802.15.3においても、DSの情報信号の拡散速度を極限まで高くしたDS-UWB方式や、数100ピコ秒程度の非常に短い周期のインパルス信号列を用いて情報信号を構成して送受信を行なうインパルス-UWB方式以外に、OFDM変調方式を採用したUWB通信方式についての標準化が進められている。OFDM-UWB通信方式の場合、3.1~4.8GHzの周波数帯をそれぞれ528MHz幅からなる複数の周波数チャネル(サブバンド)を周波数ホッピング(FH)し、各周波数帯が128ポイントからなるIFFT/FFTを用いたOFDM変調方式、すなわちマルチバンドOFDM-UWB通信方式が検討されている(例えば、非特許文献5

を参照のこと)。

【0015】

図17には、マルチバンドOFDM—UWB通信方式において規定されている周波数割り当てを示している。同図に示すように、中心周波数をそれぞれ3432MHz、3960MHz、4488MHzとするバンド#1～#3からなるグループ1と、中心周波数をそれぞれ5016MHz、5544MHz、6072MHzとするバンド#4～バンド#6からなるグループ2と、中心周波数をそれぞれ6600MHz、7128MHz、7656MHzとするバンド#7～#9からなるグループ3と、中心周波数をそれぞれ8184MHz、8712MHz、9240MHzとするグループ#10～#12からなるグループDと、中心周波数をそれぞれ9768MHz並びに10296MHzとするバンド#13～#14からなるグループ5とで構成される。このうち、グループ1の3バンドを用いることが義務化(mandatory)されているとともに、それ以外のグループや帯域は将来の拡張のために用意されている。

【0016】

図18には、マルチバンドOFDMシステムに用いられる受信機の構成例を示している(例えば、非特許文献6を参照のこと)。図示の受信機は、ダイレクト・コンバージョン(Direct Conversion)構成がとられている。ダイレクト・コンバージョン方式では、中間周波数(IF)段を削除し、アンテナで受信した信号を増幅し、ローカル周波数と乗算することによりベースバンド信号に直接周波数変換を行なう。図示の例では、RF信号の中心周波数と同一周波数のローカル(LO)信号 $\cos(2\pi f_c)$ 及び $\sin(2\pi f_c)$ がI軸及びQ軸の各受信信号の周波数変換に用いられている。周波数変換した後は、ローパス・フィルタ(LPF)により低域を取り出し、VGA(Variable Gain Amplifier)により増幅し、AD変換してさらにFFTにより時間軸の信号を周波数軸の信号に変換し各キャリアについて復調を行ない、元のシリアル信号で送られた情報を再生する。

【0017】

図18に示すようなダイレクト・コンバージョン受信機では、例えば図17に示すグループ1の帯域を使用する場合には、RF信号の中心周波数と同一周波数である3432MHz、3960MHz、4488MHzの3つの周波数がローカル信号として必要になる。

【0018】

ここで、ダイレクト・コンバージョン方式を採用することにより、IFフィルタを用いないため受信機の広帯域化が容易となり、受信機の構成の柔軟性が増す。しかしながら、ダイレクト・コンバージョン方式においては、受信周波数とローカル周波数が等しくなるため、ローカル信号の自己ミキシング(LO self mixing)により直流成分すなわちDCオフセット(DC offset)が発生するという問題が指摘されている(例えば、非特許文献7を参照のこと)。

【0019】

ローカル信号の自己ミキシングは、図19に示すように、受信機本体からアンテナに向かって漏れ出したローカル信号の一部がアンテナで反射して再び受信機に戻り、ミキサにおいてローカル信号自身と乗算されることによって生じる。あるいは、ローカル信号の一部がアンテナを通じて外部に放出された後、その反射波がアンテナで受信されてローカル信号とミキシングされることもある。

【0020】

例えば、図19のローカル信号の振幅が0.5V、低雑音アンプ(LNA)とミキサの合計利得が30dB、ローカル信号の漏れがアンテナで反射して図中のA点に戻るまでに-70dB減衰していると仮定して、ミキサの出力のDCオフセットを求めると、2.5mVになる。一方、希望波の信号レベルは最小で-74dBm程度であるから、ミキサの出力では-44dBm=1.4mVrmsである。このようにDCオフセットは希望波の信号レベルよりも大きくなることが判る。

【0021】

下式には、DCオフセットが生じる過程を記述している。 $\cos(\omega t)$ はローカル信号、 α と ϕ はミキサに戻った反射波の振幅と位相を表している。同式の右辺の第1項がDCオフセットであり、第2項及び第3項は2倍の周波数成分である。DCオフセットは反射波の振幅と位相によって変化することが理解できよう。

【0022】

【数1】

$$\alpha \cdot \cos(\omega \cdot t + \phi) \cdot \cos(\omega \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot (\cos(\phi) + \cos(\phi) \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) - \sin(\phi) \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t))$$

【0023】

マルチバンドOFDMシステムでは周波数ホッピング(FH)を行なうので、ローカル信号の周波数は周波数ホッピングの度に変化している。アンテナの反射係数も周波数によって異なるので、自己ミキシングによって生じるDCオフセットも周波数ホッピングに伴って変化してしまう。周波数ホッピングの頻度はOFDMシンボルレートと同じ3.2MHzなので、DCオフセットは図20に示すように1/3.2MHz=312.5ナノ秒の周期でステップ状に変化することになる。

【0024】

DCオフセットを除去するには、一般に、ミキサの出力にキャパシタを直列に挿入する方法が行なわれる。この場合、図21に示すように、キャパシタCと回路インピーダンスRによって1次のハイパス・フィルタ(HPF)を構成し、周波数応答の遮断周波数は1/(2πCR)、ステップ応答の収束時間は2πCRになる。

【0025】

マルチバンドOFDMシステムのサブキャリア周波数は4.125MHzであるので、ダイレクト・コンバージョン受信機では4.125MHzまでは通過させたいが、DCオフセットのステップ応答の収束時間はOFDMシンボルレートの1/10程度(およそ30ナノ秒)に抑えたい。しかし、遮断周波数を4.125MHzにすると、ステップ応答が収束する時間は図22に示すように242ナノ秒(=1/4.125MHz)と大きくなり、OFDMシンボル内の大部分の時間がステップ応答を伴ってしまうという厄介な問題がある。

【0026】

ところで、周波数切り替えには一般にPLL(Phase Lock Loop)により同一の発振周波数を逡倍することが考えられる。しかしながら、マルチバンドOFDM-UWBシステムにおいては、図17に示したようにチャネルの切り替え幅が大きいという問題があり、単一のPLLではこのような広帯域での周波数切り替えを行なうことができない。また、複数の発振器を備え、それぞれの周波数帯域を生成するようにすれば、高精度のマルチバンド・ジェネレータを構成することができるが、回路の面積や消費電力、発振器毎の周波数の位相差などの点で問題となる。

【0027】

そこで、発振器から出力される単一周波数に分周を繰り返し、各分周出力をミキシングする(すなわち、周波数の和又は差のいずれかを出力する)ことにより、マルチバンド・ジェネレーションを行なう方法がとられる。

【0028】

図23には、マルチバンドOFDMシステムにおいて、図18に示したダイレクト・コンバージョン受信機で用いられる周波数ホッピング(FH)のための周波数合成ブロック(但し、グループ1の3バンド・モードとする)の従来例を図解している(例えば、非特許文献6を参照のこと)。各バンドの中心周波数は、図示の通り、単一の発振器(例えば

、TCXO（温度補償方水晶発振器）から得られる基準周波数を分周並びにミキサを用いて混合（周波数加減算）することができる。

【0029】

同図に示す例では、発振器から出力される発振周波数をPLL（Phase Lock Loop）により逡倍して得られる周波数4224MHzを基準周波数とする。まず、4分周により1056MHzの周波数が取り出され、続いて2分周により528MHzの周波数が取り出され、これからサンプル・クロックに使用される。さらに2分周することにより、528MHzから、周波数ホッピングする中心周波数のバンド間隔である264MHzが取り出される。

【0030】

次いで、SSB（Single Side Band）と記載されている各ミキサでは、上述のようにして得られた各周波数信号についての周波数加減算すなわちミキシングを行なう。この場合、528MHzと264MHzの周波数加算を行なうことにより、さらに794MHzの周波数を得る。そして、選択器（Select）により264MHz又は794MHzの一方が選択される。後段のSSBでは、その選択出力された264MHz又は794MHzいずれかの周波数信号と元の4224MHzの周波数信号との周波数加減算を行なうことにより、4通りの周波数を得ることができる。

【0031】

但し、グループ1としては、このうち3432MHz、3960MHz、4488MHzの3通りのみを使用する。すなわち、4224MHzから792MHzを周波数減算して3432MHzを生成し、4224MHzから264MHzを周波数減算して3960MHzを生成し、4224MHzに264MHzを周波数加算して4488MHzを生成する。

【0032】

図23中でSSBと記載されているデバイスは周波数の加算又は減算すなわちミキシングを行なうデバイスであり、例えばイメージ・リジェクション・ミキサが挙げられる。イメージ・リジェクション・ミキサは、それぞれ位相の直交した2つの複素信号対をアナログ乗算することにより片側波帯の信号を得ることができる。すなわち、図24に示すように、それぞれの周波数信号 f_1 及び f_2 において互いに直交成分を用意し、3角関数の加法定理を用いて周波数の加算、減算を行なうことで周波数合成することができる。ここで、 $f_1=4224\text{MHz}$ であり、 $f_2=264\text{MHz}$ 又は 794MHz である。

【0033】

しかしながら、図24に示したような従来の周波数合成ブロックにおいては、以下のような問題点がある。

【0034】

（1）SSBミキサが2個必要で、回路構成が複雑となり、消費電力が大きい。

【0035】

（2）264MHzは矩形波なので、3次高調波によって最大で-10dBc程度のスプリアスがグループ1内に生じてしまう。

【0036】

具体的には、792MHzを生成するための前段のSSBには、528MHzと264MHzの他に、264MHzの3次高調波である-792MHzが入力され、出力として所望周波数である792MHzの他に、-264MHzが生成され、グループ1内でのスプリアスの原因になる。

【0037】

（3）264MHzは矩形波なので、5次高調波によって最大で-14dBc程度のスプリアスがグループ1内に生じてしまう。

【0038】

【非特許文献1】 International Standard ISO/IEC
8802-11:1999 (E) ANSI/IEEE Std 802.11, 19

99 Edition, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications

【非特許文献2】ETSI Standard ETSI TS 101 761-1 V1.3.1 Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) Layer; Part 1: Basic Data Transport Functions

【非特許文献3】ETSI TS 101 761-2 V1.3.1 Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control (DLC) Layer; Part 2: Radio Link Control (RLC) sublayer

【非特許文献4】日経エレクトロニクス2002年3月11日号「産声を上げる無線の革命児Ultra Wideband」P.55-66

【非特許文献5】IEEE 802.15.3a TI Document <URL: <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/May03> ファイル名: 03142r2P802-15-TI-CFP-Documents.doc>

【非特許文献6】Anuj Batra, "03267r1P802-15-TG3a-Multi-band-OFDM-CFP-Presentation.ppt", pp.17, July 2003.

【非特許文献7】Asad A. Abidi 著 "Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications" (IEEE J. Solid-State Circuits, vol.30, no.12, pp.1399-1410, 1995)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0039】

本発明の目的は、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を好適に送受信処理することができる、優れた無線通信装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0040】

本発明は、上記課題を参酌してなされたものであり、その第1の側面は、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を、低中間周波数を用いて受信処理する無線通信装置であって、

高周波の受信信号を低中間周波数信号に変換する周波数変換手段と、

低中間周波数信号を所定のサンプリング周波数を以ってデジタル信号に変換するAD変換手段と、

AD変換した後の時間軸上のOFDM信号をFFTして周波数軸上のサブキャリアに変換するOFDM復調手段とを備え、

前記OFDM復調手段は、AD変換時におけるサンプリング周波数に応じて生じる周波数重畳のために入れ替わったサブキャリアの順番をFFTした後に並べ替えることを特徴とする無線通信装置である。

【0041】

所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を受信する受信機として、従来はダイレクト・コンバージョン方式が採用されてきた。ところが、ダイレクト・コンバージョン方式においては、受信周波数とローカル周波数が等しくなるため、ローカル信号の自己ミキシングによりDCオフセットが発生するという問題がある。また、マルチバンドOFDMシステムでは周波数ホッピングを行なうので、ローカル信

号の周波数は周波数ホッピングの度に変化している。アンテナの反射係数も周波数によって異なるので、自己ミキシングによって生じるDCオフセットも周波数ホッピングに伴って変化してしまう。

【0042】

ダイレクト・コンバージョン受信機のDCオフセット問題を解決する手段としてLow-IF方式の受信機が知られている。Low-IF方式では受信信号を一度IF周波数に変換するので、ローカル信号の自己ミキシングによるDCオフセットが生じてても、周波数が離れているため、容易に分離することが可能である。しかしながら、Low-IF構成の受信機では、ダイレクト・コンバージョン受信機では不要だったヒルベルト・バンドパス・フィルタや第2のローカル信号が必要となる、IF信号をサンプリングするためにADコンバータのサンプリング・クロックも高速になる、という新たな課題が生じる。

【0043】

これに対し、本発明に係る無線通信装置によれば、周波数ホッピングするマルチバンドOFDM信号を受信する際に、FFT後にサブキャリアを回転させる並び替えを行なうことで、第2ローカル信号による周波数変換を不要にするとともに、ダイレクト・コンバージョン受信機と同じAD変換クロックを用いることができる。

【0044】

ここで、前記周波数変換手段は、受信信号をローカル信号と混合して低中間周波数信号を生成するが、具体的には、周波数ホッピングするバンド間隔の半分だけ受信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル信号を受信信号と混合することにより、前記バンド間隔の半分となる低中間周波数からなる低中間周波数信号を生成する。

【0045】

また、前記AD変換手段は、前記低中間周波数の2倍となるサンプリング周波数を以ってアナログ信号のサンプリングを行なうが、言い換えれば、周波数ホッピングするバンド間隔に相当するサンプリング周波数を以ってアナログ信号をサンプリングする。

【0046】

また、本発明に係る無線通信装置は、前記周波数変換手段により周波数変換された低中間周波数信号中の不要波を除去する中間周波数フィルタをさらに備えている。Low-IF方式においては、中間周波数フィルタは、一般に、2つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合してなるヒルベルト・バンドパス・フィルタにより構成される。本発明では、2つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合する方法でヒルベルトBPFを構成する際に、実フィルタのラダー型プロトタイプLPFの素子値を整数比にすることで中心周波数と帯域を同時に制御できるようになり、ヒルベルトBPFの実現性を容易にすることができる。

【0047】

また、受信フレームの先頭には、通常、既知シーケンスからなるプリアンブルが含まれている。このプリアンブル・シーケンスはFFTを行なわずに時間領域で相関を検出することを前提に作られている。言い換えれば、フレームのデータ部分とは相違し、FFTによる並べ替えの操作が行なわれないので、受信したプリアンブル・シーケンスと既知プリアンブル・シーケンスの相関検出を行なえなくなる。そこで、本発明では、該既知のプリアンブル・シーケンスに前記低中間周波数を乗算して得られたシーケンスを用いて受信信号との相関を取ることににより、プリアンブルを検出することが可能となる。

【0048】

また、本発明の第2の側面は、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を、低中間周波数を用いて送信処理する無線通信装置であって、

周波数軸上の各サブキャリアをベースバンドのままIFFTして時間軸上のOFDM信号に変換するOFDM変調手段と、

IFFTした後の送信信号に低中間周波数を乗算してOFDM変調された低中間周波数信号を生成する低中間周波数乗算手段と、

低中間周波数信号を所定のサンプリング周波数を以ってアナログ信号に変換するDA変

換手段と、

低中間周波数信号を高周波の送信信号に変換する周波数変換手段と、
を具備することを特徴とする無線通信装置である。

【0049】

本発明に係るLow-IF構成マルチバンドOFDM送信機によれば、送信IF信号の生成はDA変換前にIF周波数とOFDM信号を複素乗算することで行なう。そして、送信信号をIFFTする前にサブキャリア電力レベル補償手段によりDAコンバータのアーチャ効果を補正することで、平坦な周波数スペクトラムを得られるので、ダイレクト・コンバージョン方式受信機の場合と同じDA変換クロックを用いることができる。

【0050】

また、別の補正方法として、IFFTした後に複素FIRフィルタを用いてDAコンバータのアーチャ効果による周波数特性を補正し、平坦な周波数スペクトラムを得られるので、補間と周波数特性の補正を同時に行なうことができる。

【発明の効果】

【0051】

本発明によれば、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を好適に送受信処理することができる、優れた無線通信装置を提供することができる。

【0052】

また、本発明によれば、マルチバンドOFDM—UWB送受信機を低中間周波数（Low-IF）構成にすることで、ダイレクト・コンバージョン構成の送受信機におけるDCオフセットの問題点を解決し、さらにはローカル周波数の生成を容易にすることができる。

【0053】

また、本発明によれば、ダイレクト・コンバージョン受信機では不要だったヒルベルト・バンドパス・フィルタや第2のローカル信号が必要となる、IF信号をサンプリングするためにADコンバータのサンプリング・クロックも高速になる、といったLow-IF受信機の課題を解決し、マルチバンドOFDMシステムにLow-IF方式を適用することができる。

【0054】

本発明によれば、Low-IF受信機において、FFT後にサブキャリアを回転させる並び替えを行なうことで、第2のローカル信号による周波数変換を不要にするとともに、ダイレクト・コンバージョン受信機と同じAD変換クロックを用いることができる。また、FFTをかけないプリアンプル部分については、元のプリアンプル・パターンにあらかじめIF周波数を乗算して得たシーケンスを用いるので、プリアンプルを検出することができる。

【0055】

また、Low-IF構成受信機において周波数変換の際に生じるイメージを除去するためにヒルベルトBPFを用いるが、本発明によれば、2つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合する方法でヒルベルトBPFを構成する際に、実フィルタのラダー型プロトタイプLPFの素子値を整数比にすることで中心周波数の制御を容易にし、ヒルベルトBPFの実現性を容易にすることができる。

【0056】

また、本発明によれば、周波数乗算するミキサの出力に直列にキャパシタを挿入してDCオフセットを除去する際に、HPFの遮断周波数を33MHz程度に設定することで、ステップ応答時間をOFDMシンボル時間の1/10程度に抑えることができる。

【0057】

また、本発明に係るLow-IF構成マルチバンドOFDM送信機によれば、送信IF信号の生成はDA変換前にIF周波数とOFDM信号を複素乗算することで行なう。そして、IFFT前にDAコンバータのアーチャ効果を補正することで、ダイレクト・コン

バージョン方式受信機の場合と同じD A変換クロックを用いることができる。

【0058】

また、本発明によれば、マルチバンドOFDM—UWB送受信機をLow—IF構成にすることにより、ローカル周波数の生成が容易になり、スプリアスを低減することができる。

【0059】

本発明のさらに他の目的、特徴や利点は、後述する本発明の実施形態や添付する図面に基づくより詳細な説明によって明らかになるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0060】

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態について詳解する。

【0061】

ダイレクト・コンバージョン受信機のDCオフセット問題を解決する手段としてLow—IF方式の受信機が知られている。Low—IF方式に関しては、例えばJ．C r o l s及びM．S t e y a e r t共著“L o w—I F T o p o l o g i e s f o r H i g h—P e r f o r m a n c e A n a l o g F r o n t E n d s o f F u l l y I n t e g r a t e d R e c e i v e r s”（IEEE Trans．Circuits S y s t．II, v o l．45, p p．269—282, M a r．1998）に記載されている。

【0062】

図25には、Low—IF受信機の一般的な構成を示している。図示のLow—IF受信機では、受信周波数とは異なる第1の複素ローカル信号周波数 $\cos(2f_{L0}t)$ 及び $\sin(2f_{L0}t)$ を用いて、受信信号を中間周波数（IF）信号に周波数変換する。周波数変換の際にローカル周波数 $L O 1$ の両側にある希望信号とイメージ信号がIFに現れるが、IFフィルタとしてヒルベルト（H i l b e r t）バンドパス・フィルタ（B P F）を用いることでイメージ信号を除去している。その後、IF信号を増幅し、さらにA D変換した後に、デジタル処理で第2のローカル信号による周波数変換を行なってベースバンド信号に変換する。

【0063】

このように、Low—IF方式では受信信号を一度IF周波数に変換するので、ローカル信号の自己ミキシングによるDCオフセットが生じても、周波数が離れているため、容易に分離することが可能である。すなわち、DC付近に希望信号が存在しないので、DCオフセットが希望信号に干渉しない。また、Low—IF方式ではローカル信号周波数と受信周波数が異なることから、ローカル信号の生成が容易になる可能性もあるが、この点の詳細については後述に譲る。

【0064】

一方、Low—IF構成の受信機では、ダイレクト・コンバージョン受信機では不要だったヒルベルト・バンドパス・フィルタや第2のローカル信号が必要となる、という新たな課題が生じる。

【0065】

また、DCオフセット及びイメージ周波数信号をそのままA D変換して除去するには、DCオフセット及びイメージ周波数信号を希望信号とともに同時にA D変換する必要がある。この場合、IF信号をサンプリングするためにA Dコンバータのサンプリング・クロックも高速にしなければならないという課題がある。

【0066】

本発明では、Low—IF構成の受信機におけるこれらの課題を解決し、マルチバンドOFDMシステムに対してLow—IF方式を好適に適用するものである。

【0067】

ここで言うLow—IF（低中間周波数）とは、周波数ホッピングにおけるバンド間隔の半分に相当する低い中間周波数（IF）を用いることを意味する。図17に示したマル

チバンド OFDM—UWB システムでは、バンド間隔（すなわちホッピング周波数）の半分である 264 MHz を IF 周波数とする。

【0068】

図 1 には、本発明の一実施形態に係る Low-IF 方式マルチバンド OFDM—UWB 送受信機の構成を示している。図中の上側が受信機に相当するとともに、下側が送信機に相当し、アンテナ・スイッチを介して単一のアンテナを共用する構成となっている。

【0069】

また、図 2 には、Low-IF 送受信機のうち受信機部分のみを抽出して描いている。以下、同図を参照しながら、本発明に係る Low-IF 受信機について詳解する。

【0070】

ローカル信号 f_{LO} は、受信信号の中心周波数の 264 MHz だけ上とし、IF 周波数は -264 MHz とする。マルチバンド OFDM システムのサブキャリア周波数（4.125 MHz）と FFT サイズ（128）の積は 528 MHz であるので、ベースバンド帯域は ± 264 MHz である。

【0071】

周波数重畳（Frequency folding）（若しくは AD コンバータのエリアシング）が生じないようにするためには、AD 変換のサンプリング周波数は信号周波数の 2 倍が必要である。ダイレクト・コンバージョン受信機ならばサンプリング周波数は 528 MHz である。これに対し、IF 周波数を -264 MHz とした Low-IF 受信機では、-528 MHz から 0 MHz が信号周波数範囲なのでサンプリング周波数は 1056 MHz が必要になるという課題がある。本実施形態では、この第 1 の課題を解決するため、敢えてその半分の 528 MHz（すなわち周波数ホッピングにおける中心周波数のバンド間隔）で AD 変換して、周波数重畳を積極的に利用することにした。

【0072】

図 3 a には、サンプリング周波数と周波数重畳の起こる様子を示している。図 3 b には、AD 変換前の OFDM 信号とサンプリング周波数の関係を示している。また、図 3 c には、AD 変換後の OFDM 信号とサンプリング周波数の関係を示している。OFDM 信号を AD 変換した後は、周波数重畳によってサブキャリアの順番が入れ替わるものの、必要な信号はすべて AD 変換されるということが、図 3 c から理解できよう。

【0073】

OFDM 変調方式では、FFT によって時間信号を周波数領域に変換して受信するので、サブキャリアの並び替えは FFT した後に容易に行なうことが可能である。また、本来 FFT は並び替え操作を行なうものであるから、特別に処理が増えるものではない（例えば、安居院猛及び中嶋正之共著「FFT の使い方」（pp. 76, 産報出版, 1981）を参照のこと）。また、サブキャリアの並び替えは周波数変換を行なうことと等価である。したがって、本実施形態では、図 25 に示した従来の Low-IF 受信機とは相違し、第 2 のローカル信号による周波数変換が不要になる。

【0074】

ここまでで、本実施形態に係る Low-IF 構成受信機によれば、マルチバンド OFDM 信号の復調を問題なく行なえることを示した。他方、マルチバンド OFDM システムでは、パケット同期のためにプリアンブル（preamble）シーケンスを用いている。このプリアンブル・シーケンスは FFT を行なわずに時間領域で相関を検出することを前提に作られている。言い換えれば、フレームのデータ部分とは相違し、FFT による並び替えの操作が行なわれない。このため、受信したプリアンブル・シーケンスと既知プリアンブル・シーケンスの相関検出を行なえなくなる。そこで、本実施形態では、元のプリアンブル・パターンにあらかじめ IF 周波数を乗算して得たシーケンスを用いて受信信号との相関を取るというプリアンブルの検出方法を行なうようにした。

【0075】

プリアンブルは実数信号なので、IF 周波数 $\exp(-j 264 \text{ MHz})$ の余弦波成分である $\cos(-264 \text{ MHz})$ を 528 MHz でサンプリングした +1 と -1 の繰り返

しが本来のプリアンブル・シーケンスに乗算されることになる。したがって、検出したいプリアンブル・シーケンスに+1と-1の繰り返しを乗算したシーケンスと、受信信号との相関をとることで同期を獲得する。

【0076】

図4には、本来のプリアンブル・シーケンスと検出したいプリアンブル・シーケンスの関係を示している。図中のパターン1が本来のプリアンブル・シーケンスであり、パターン1（-264MHz）が+1と-1の繰り返しを乗算して得られた検出したいシーケンスである。

【0077】

Low-IF構成のマルチバンドOFDM受信機では、周波数変換の際に生じる受信信号のイメージ成分を除去するために、ダイレクト・コンバージョン方式では不要だったヒルベルト・バンドパス・フィルタが必要となる（前述）。中心周波数が-264MHzで帯域が528MHzのヒルベルトBPF（複素フィルタとも呼ばれる）を実現するには、2つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合する方法が知られている（例えば、J. O. Voorman著“*The Gyration as a Monolithic Circuit in Electronic Systems*”（Ph. D. thesis, pp-83-103, University of Nijmegen, 1977）を参照のこと）。

【0078】

図5にはプロトタイプLPF、図6にはヒルベルトBPFの回路図をそれぞれ示している。ここで、中心周波数の制御が最も懸念される課題である。図6において、2つの等しい実フィルタの間を結合しているジャイレータは5個で、それらのトランス・コンダクタンス $G_m C_n$ は下式で示す値になる。

【0079】

【数2】

$$G_m C_n = \text{Ref}_n \times G_m \times \omega_o / \omega_c$$

【0080】

ここで、 ω_o は中心周波数、 ω_c は帯域の半分、 Ref_n はプロトタイプLPFの素子値、 G_m は ω_c を決めるトランス・コンダクタンス、 $G_m C_n$ は ω_o を決めるトランス・コンダクタンスである。一般に、トランス・コンダクタンスはトランジスタのサイズと電流に比例する。したがって、 $G_m C_n$ と G_m の比が整数比になるように ω_o と ω_c と Ref_n の関係を選ぶことで、トランジスタのサイズと電流を整数比にすることができ、ヒルベルトBPFを集積回路として作り易くなり、中心周波数と帯域を同時に制御できるようになる。本実施形態では、 ω_o と ω_c の絶対値が等しいので、 Ref_n が簡単な整数比になるようにプロトタイプ・フィルタを設計している。

【0081】

図7には、本実施形態に係るヒルベルトBPFの周波数特性を示している。中心周波数と遮断周波数をそろえることで、中心周波数と帯域を同時に制御することができる。

【0082】

マルチバンドOFDM-UWBシステムでは、±64の合計128個のサブキャリアを持つ。このうち±56番目のサブキャリアまでがデータ伝送に用いられるので、ベースバンド周波数では $4.125\text{MHz} \times \pm 56 = \pm 231\text{MHz}$ までが重要になる。IF周波数を-264MHzとしており（前述）、IF周波数では $-264 \pm 231\text{MHz}$ （=-495MHz～-33MHz）が信号帯域として重要な範囲である。DCオフセットを除去するためにミキサからの出力に直列にキャパシタを挿入した場合、HPFの遮断周波数

は33MHz程度に設定することが可能になり、このときのステップ応答時間は30ナノ秒程度なので、OFDMシンボル時間の1/10程度（およそ30ナノ秒）に抑えたいという課題を達成することができる。

【0083】

図8には、本発明の一実施形態に係るLow-IF方式のマルチバンドOFDM-UWB送信機の構成を示している。

【0084】

Low-IF構成とするためには、OFDM変調のIF信号を生成する必要がある。図示のように、IFFTはダイレクト・コンバージョンの場合と同様にベースバンド信号のままで行ない、DA変換を行なう前にIF周波数 $\exp(-j264\text{MHz})$ と複素乗算すれば、Low-IF構成を容易に実現することができる。

【0085】

ダイレクト・コンバージョン送信機によるマルチバンドOFDMシステムでは、周波数重畳の除去を容易にするために、1056MbpsでDA変換を行なう。これに対し、Low-IF構成では、IF周波数帯域が-528MHzから0MHzなので、2112MbpsのDA変換が必要になるという課題がある。この課題を解決するために、本実施形態では、ダイレクト・コンバージョン送信機と同じ1056MbpsでDA変換して、周波数特性の劣化を補正することになっている。

【0086】

図9には、Low-IF方式マルチバンドOFDM-UWB送信機において、周波数特性の劣化を補正しない場合の送信IF信号のスペクトラムを示している。DA変換器のアーチャ効果によってスペクトラムはsinc特性を持つ。このため、-528MHzから0MHzのIF周波数帯域では、平坦ではなく約4dBの傾きを持っている。また、周波数重畳によって-1584MHz~-1056MHzと528MHz~1056MHzの各帯域に比較的大きな振幅の成分がある。

【0087】

周波数特性に関しては、図8中のサブキャリア電力レベル補償部(sub-carrier power level compensator)がIFFTの前でサブキャリア毎に振幅を変えることで、約4dBの傾きを平坦に戻すように容易に補正することが可能である。また、別の補正方法として、図8中の2倍インターポレータ($\times 2$ interpolator)を複素FIRフィルタに変更することで、補間と周波数特性の補正を同時に行なうことができる。

【0088】

2倍インターポレータは図10に示すようにFIRフィルタで構成されているが、これを図11に示すような複素FIRフィルタに変更する。図12には、複素FIRフィルタの複素タップ係数を示している。

【0089】

また、周波数重畳成分は、3次のヒルベルトBPFを用いて除去することができる。図13には、本実施形態に係るLow-IF方式マルチバンドOFDM-UWB送信機において、周波数補正を行ない、さらに周波数重畳成分を除去したときの送信IF信号のスペクトラムを示している。同図からも判るように、IFFTする前にDAコンバータのアーチャ効果による周波数特性の補正を行なうことにより、平坦な周波数スペクトラムを得ることができる。

【0090】

図14には、本実施形態に係るLow-IF方式マルチバンドOFDM-UWB送信機において、図17に示すグループ1の帯域を使用する場合のローカル信号を示している。図示のように、ローカル信号 f_{LO1} は、各バンドの中心周波数の264MHzだけ上となる。図15には、このような周波数構成で適用される、周波数ホッピング(FH)のための周波数合成ブロックを示している。図示の通り、単一の発振器(例えば、TCXO(温度補償方水晶発振器))から得られる基準周波数を分周並びにミキサを用いて合成(周波

数加減算) することができる。そして、図 2 3 と比較して判るように、分周器と S S B ミキサの個数が少なく、ローカル周波数の生成が容易になる。

【0 0 9 1】

また、図 1 6 には、この場合に 5 2 8 M H z の高調波に起因するスプリアスを示している。同図から判るように、グループ 1 内にはスプリアスが発生しないので、R F バンドパス・フィルタを用いてスプリアス成分を容易に除去することができる。

【産業上の利用可能性】

【0 0 9 2】

以上、特定の実施形態を参照しながら、本発明について詳解してきた。しかしながら、本発明の要旨を逸脱しない範囲で当業者が該実施形態の修正や代用を成し得ることは自明である。すなわち、例示という形態で本発明を開示してきたのであり、本明細書の記載内容を限定的に解釈するべきではない。本発明の要旨を判断するためには、特許請求の範囲を参酌すべきである。

【図面の簡単な説明】

【0 0 9 3】

【図 1】 図 1 は、本発明の一実施形態に係る L o w - I F 方式マルチバンド O F D M - U W B 送受信機の構成を示した図である。

【図 2】 図 2 は、L o w - I F 送受信機のうち受信機部分のみを抽出して描いた図である。

【図 3】 図 3 は、O F D M 受信信号の A D 変換により周波数重畳 (f r e q u e n c y f o l d i n g) が生じる現象を説明するための図である。

【図 4】 図 4 は、本来のプリアンプル・シーケンスと検出したいプリアンプル・シーケンスの関係を示した図である。

【図 5】 図 5 は、プロトタイプ L P F の回路図を示した図である。

【図 6】 図 6 は、ヒルベルト B P F の回路図を示した図である。

【図 7】 図 7 は、ヒルベルト B P F の周波数特性を示した図である。

【図 8】 図 8 は、本発明の一実施形態に係る L o w - I F 方式のマルチバンド O F D M - U W B 送信機の構成を示した図である。

【図 9】 図 9 は、L o w - I F 方式マルチバンド O F D M - U W B 送信機において、周波数特性の劣化を補正しない場合の送信 I F 信号のスペクトラムを示した図である。

【図 1 0】 図 1 0 は、2 倍インターポレータの構成例を示した図である。

【図 1 1】 図 1 1 は、複素 F I R フィルタの構成例を示した図である。

【図 1 2】 図 1 2 は、図 1 1 に示した複素 F I R フィルタの複素タップ係数を示した図である。

【図 1 3】 図 1 3 は、本発明に係る L o w - I F 方式マルチバンド O F D M - U W B 送信機において、周波数補正を行ない、さらに周波数重畳成分を除去したときの送信 I F 信号のスペクトラムを示した図である。

【図 1 4】 図 1 4 は、本実施形態に係る L o w - I F 方式マルチバンド O F D M - U W B 送信機において、図 1 7 に示すグループ 1 の帯域を使用する場合のローカル信号を示した図である。

【図 1 5】 図 1 5 は、図 1 4 に示した周波数構成で適用される、周波数ホッピング (F H) のための周波数合成ブロックを示した図である。

【図 1 6】 図 1 6 は、図 1 4 に示した周波数構成における、5 2 8 M H z の高調波に起因するスプリアスを示した図である。

【図 1 7】 図 1 7 は、マルチバンド O F D M - U W B 通信方式において規定されている周波数割り当て例を示した図である。

【図 1 8】 図 1 8 は、マルチバンド O F D M システムに用いられるダイレクト・コンバージョン方式受信機の構成例を示した図である。

【図 1 9】 図 1 9 は、ローカル信号の自己ミキシングを説明するための図である。

【図 2 0】図 2 0 は、自己ミキシングによって生じる D C オフセットを説明するための図である。

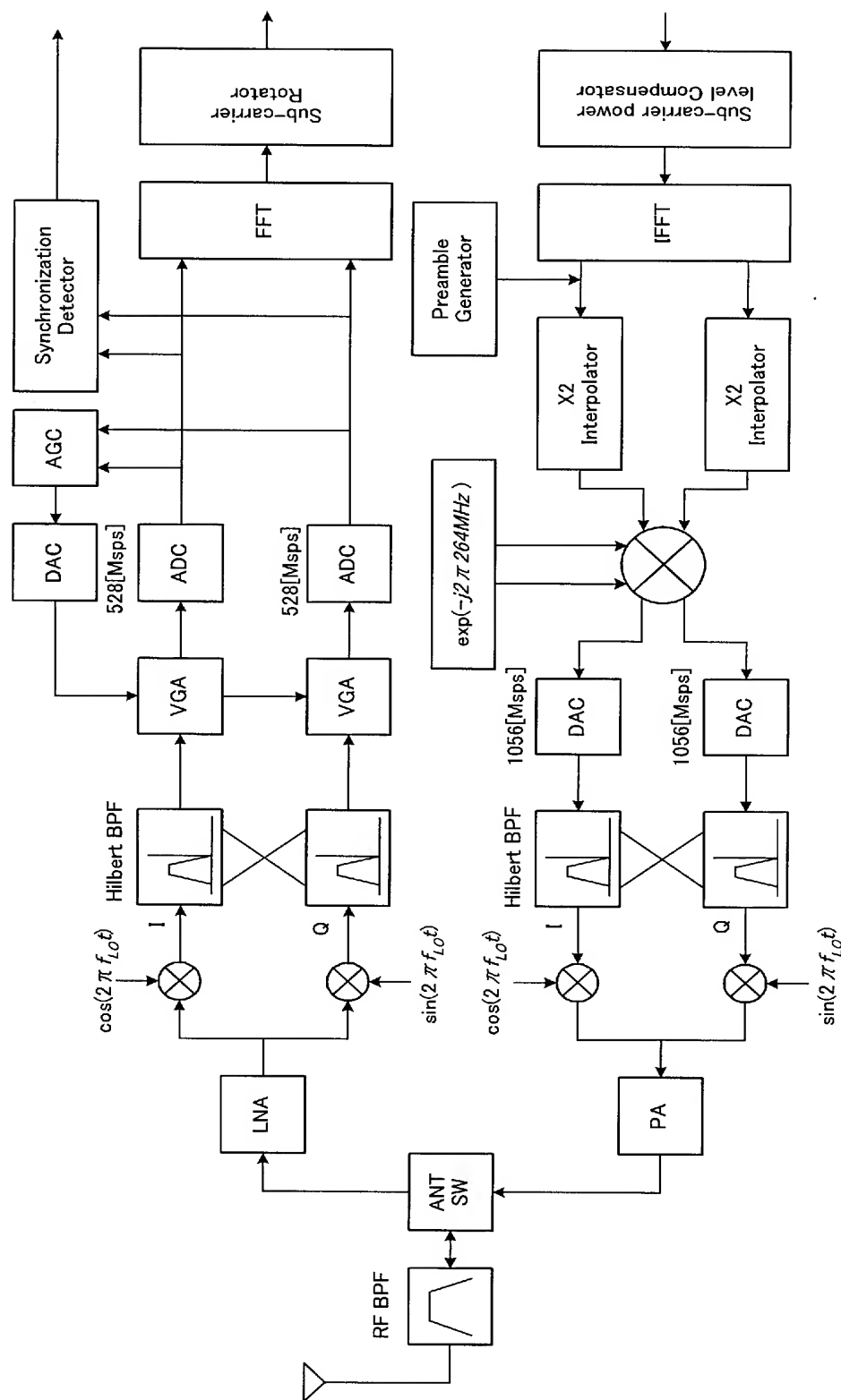
【図 2 1】図 2 1 は、1 次のハイパス・フィルタの構成例を示した図である。

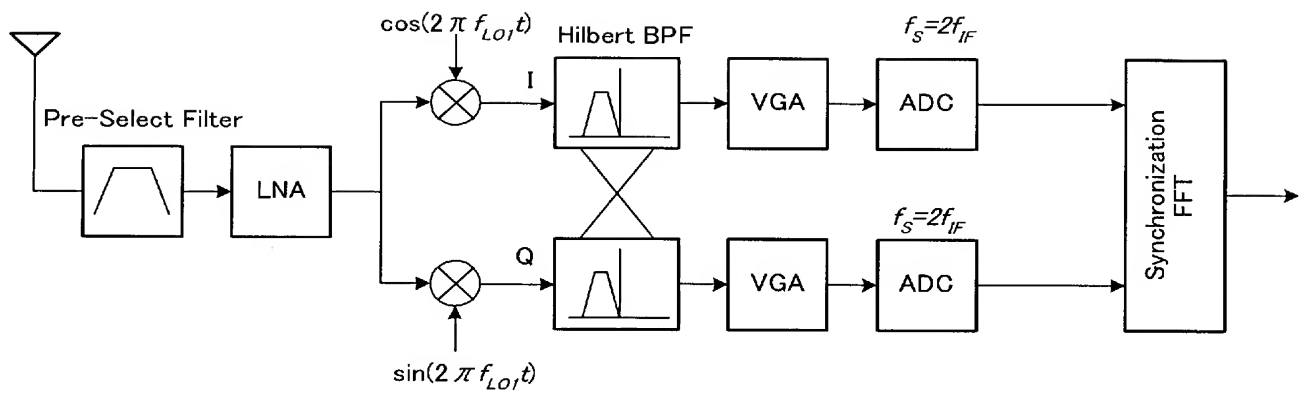
【図 2 2】図 2 2 は、ダイレクト・コンバージョン受信機においてハイパスフィルタの遮断周波数を 4 . 1 2 5 M H z としたときの D C オフセットのステップ応答の収束時間を説明するための図である。

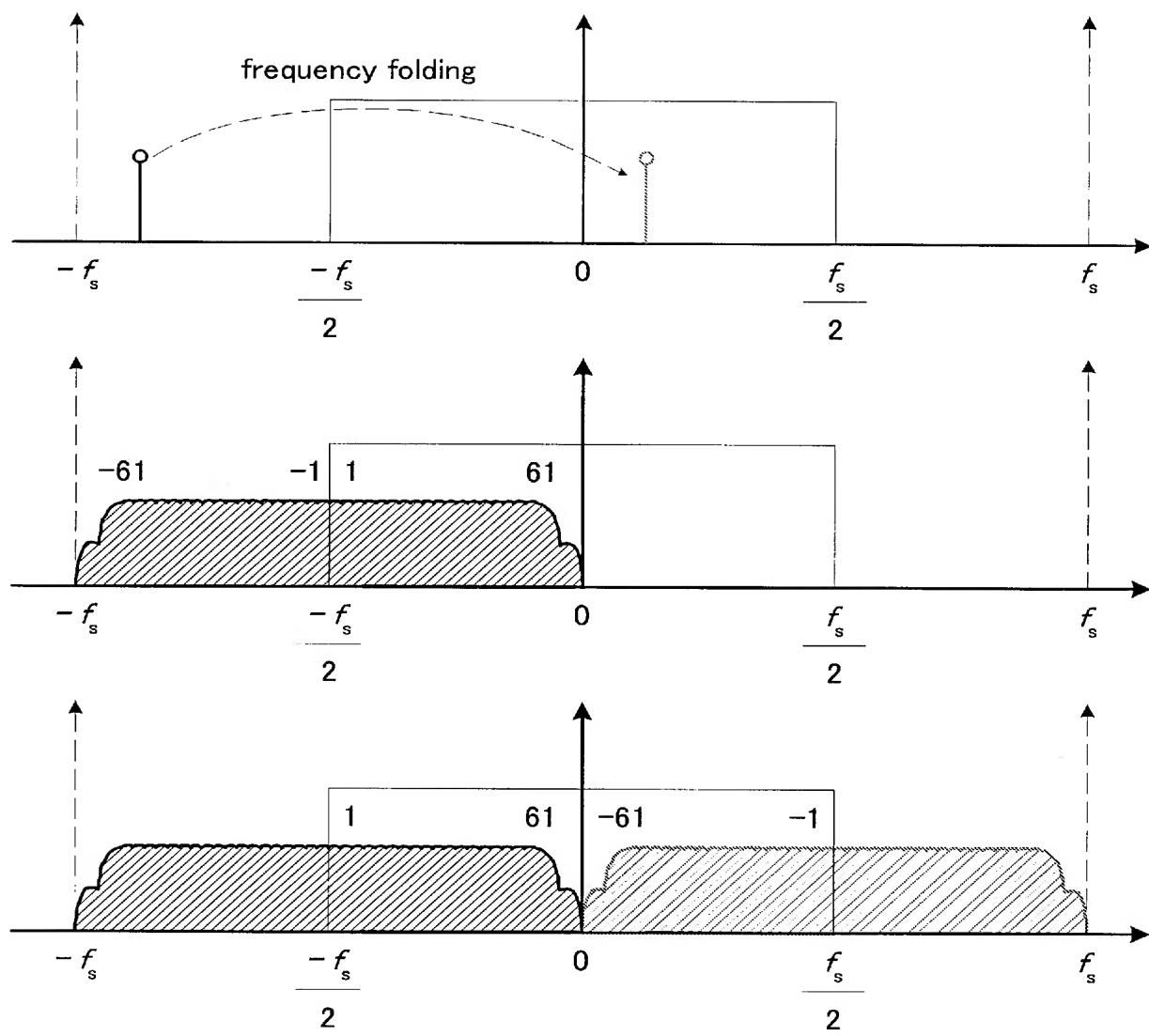
【図 2 3】図 2 3 は、マルチバンド O F D M システムにおいて、図 1 8 に示したダイレクト・コンバージョン受信機で用いられる周波数ホッピング (F H) のための周波数合成ブロック (但し、グループ 1 の 3 バンド・モードとする) の従来例を示した図である。

【図 2 4】図 2 4 は、イメージ・リジェクション・ミキサの動作を説明するための図である。

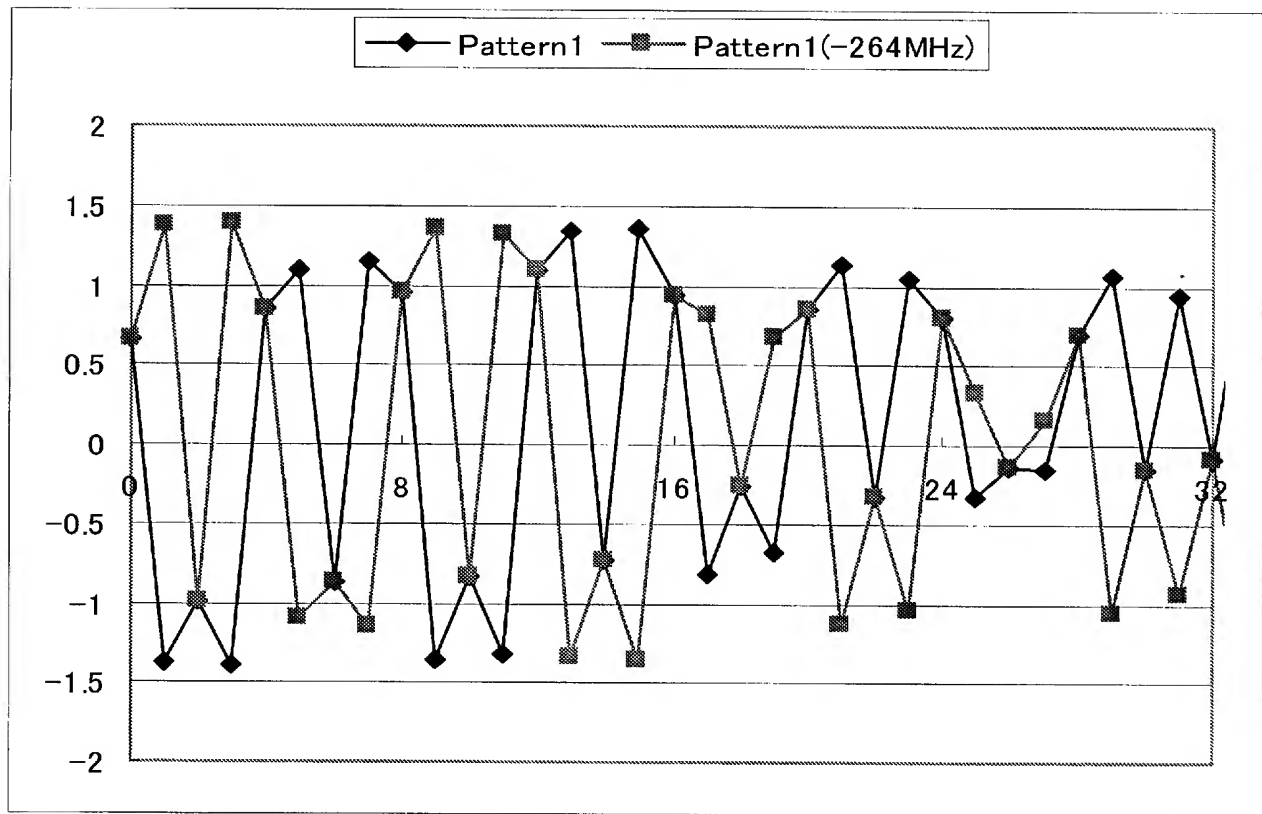
【図 2 5】図 2 5 は、L o w - I F 受信機の一般的な構成例を示した図である。



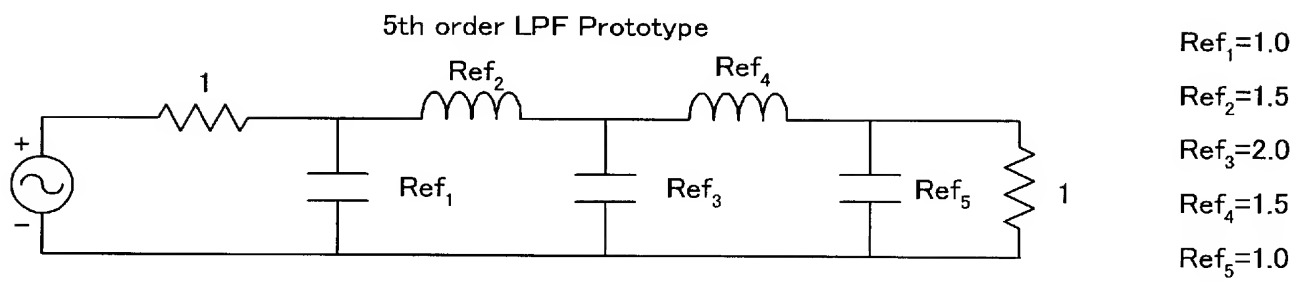




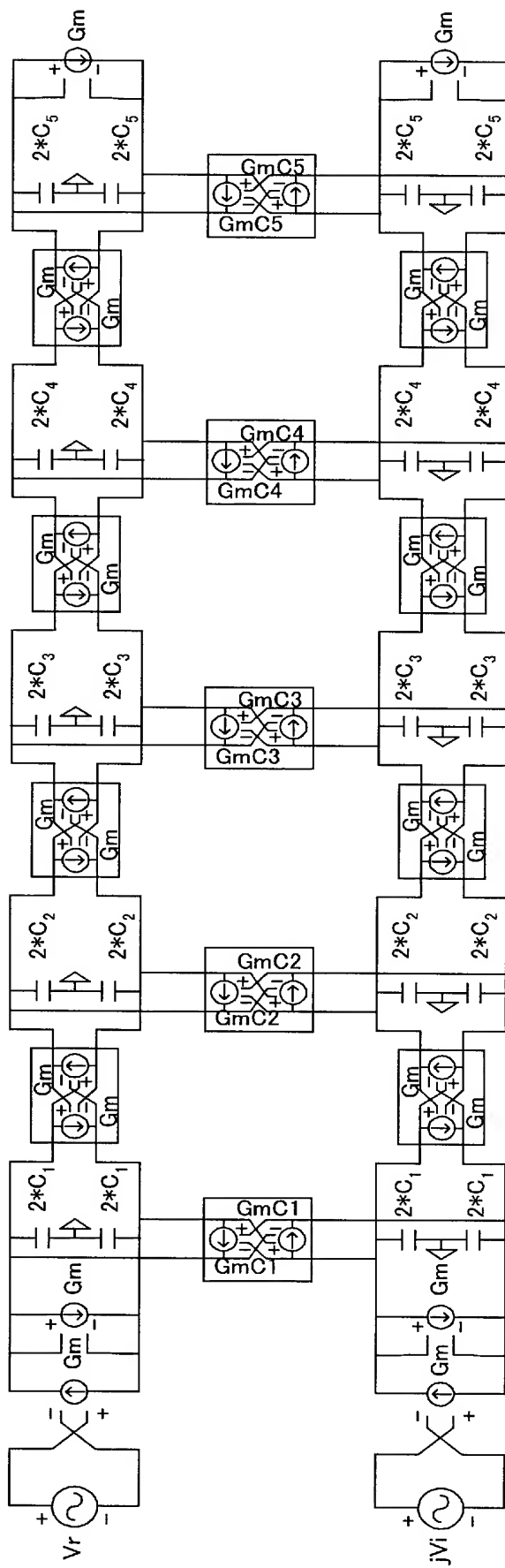
【图 4】



【图 5】

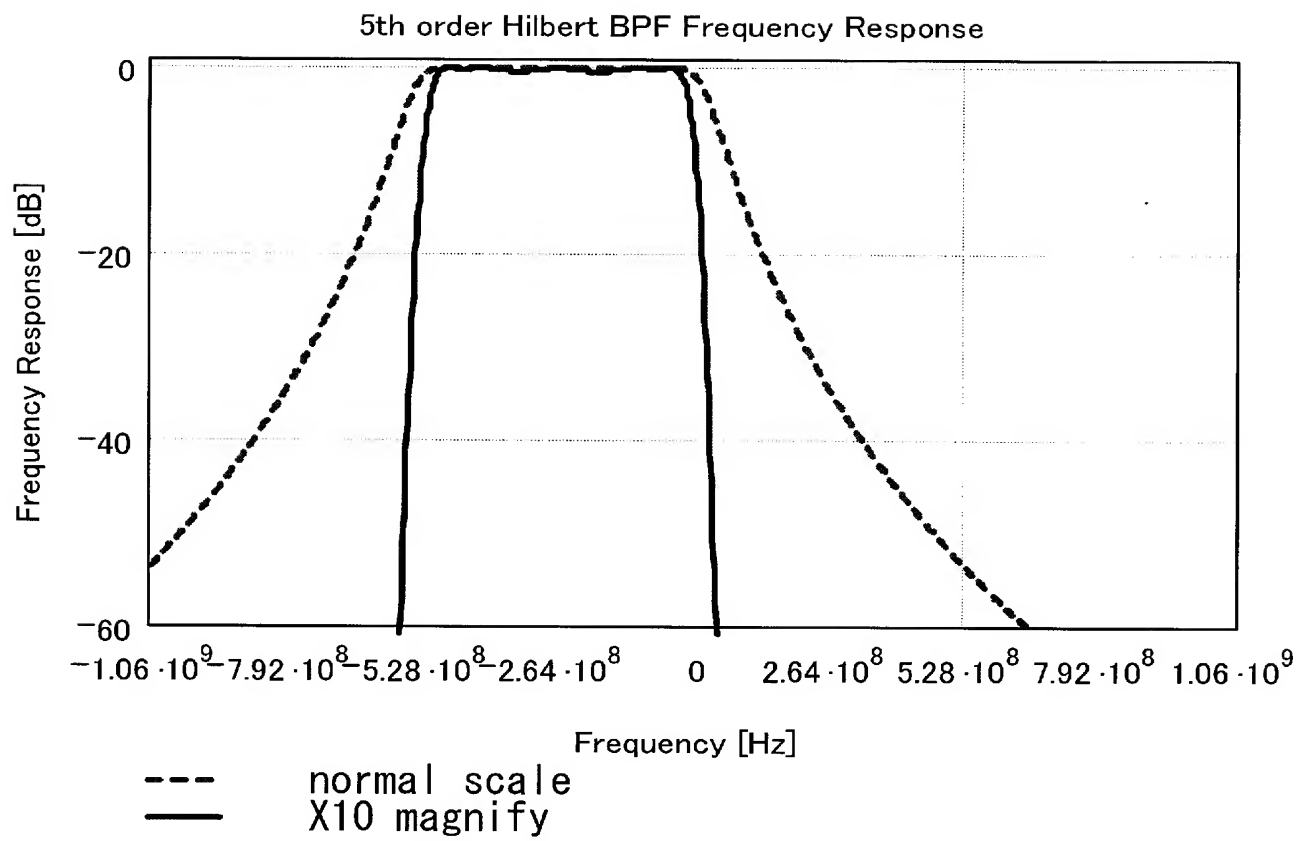


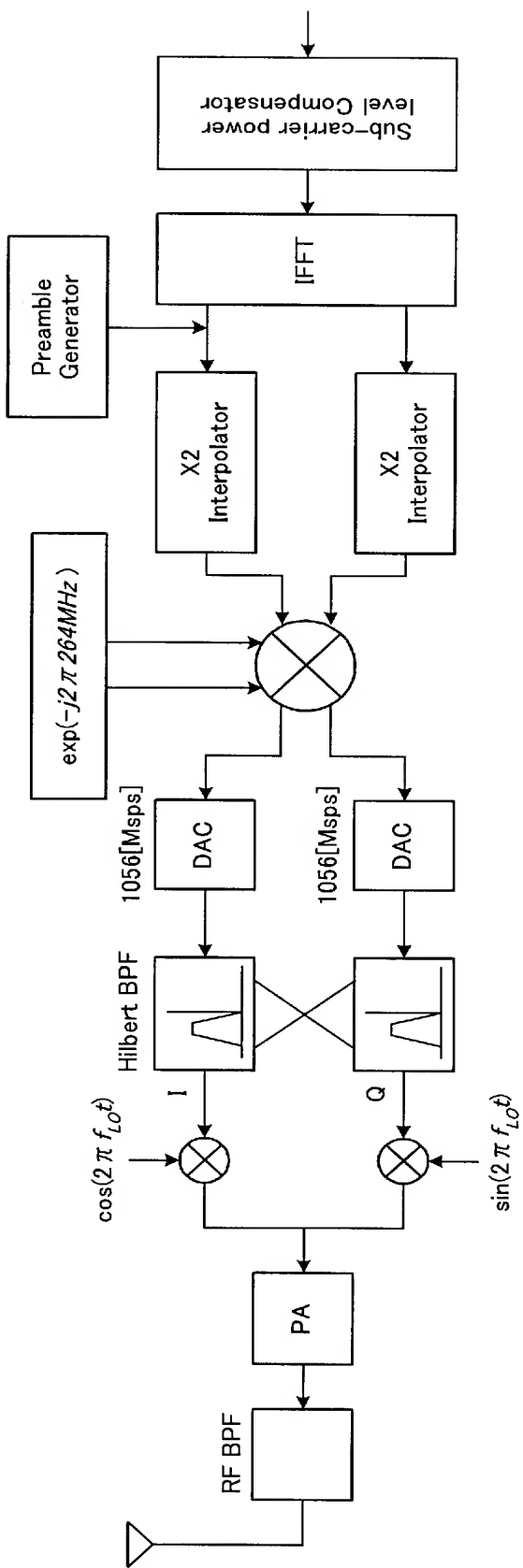
5th order Hilbert BPF



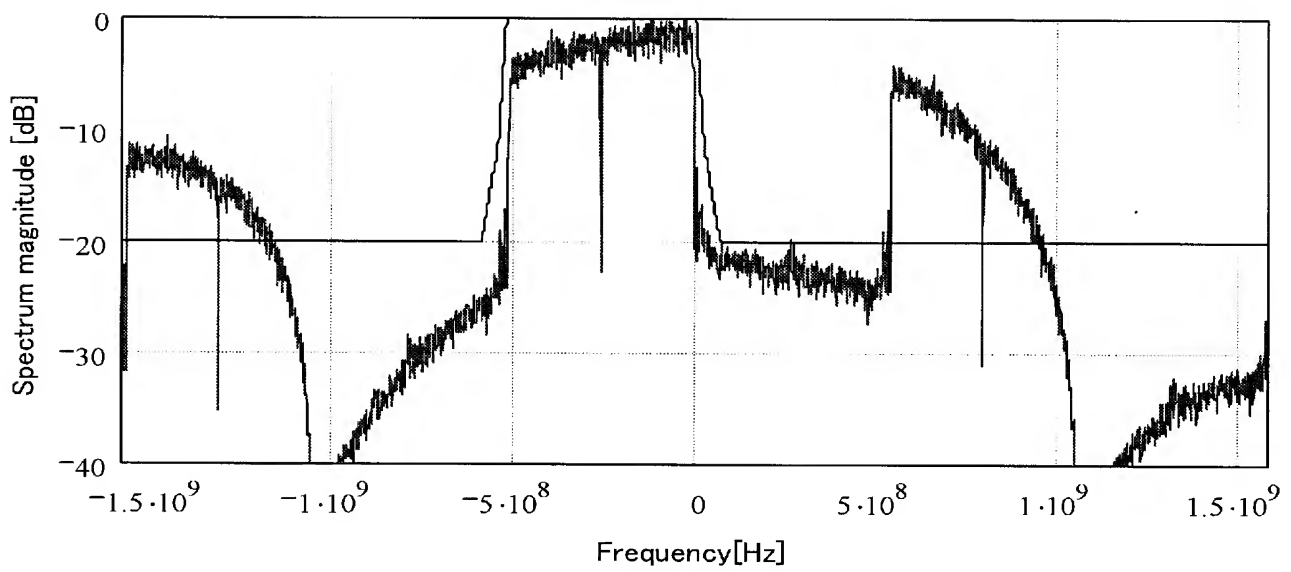
$$C_n = \text{Ref}_n * G_m / w_c$$

$$G_m C_n = \text{Ref}_n * G_m * w_0 / w_c$$

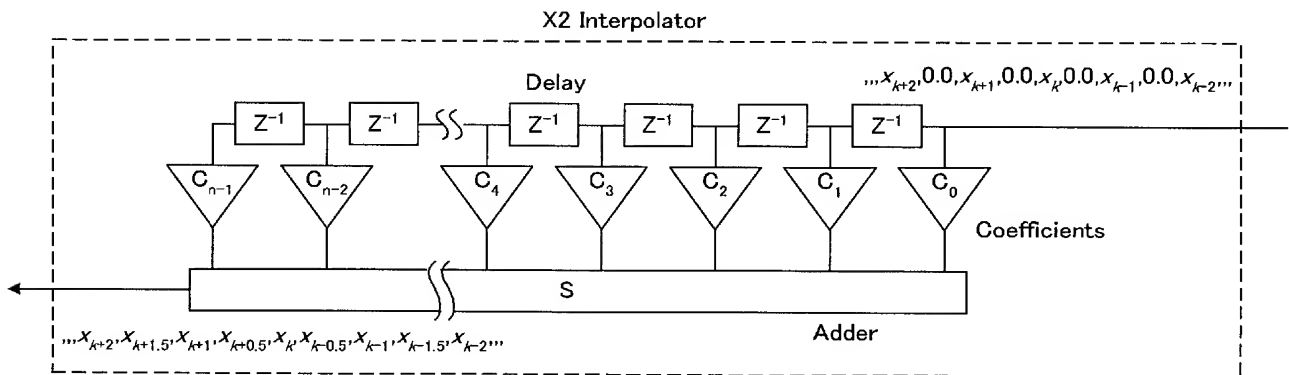




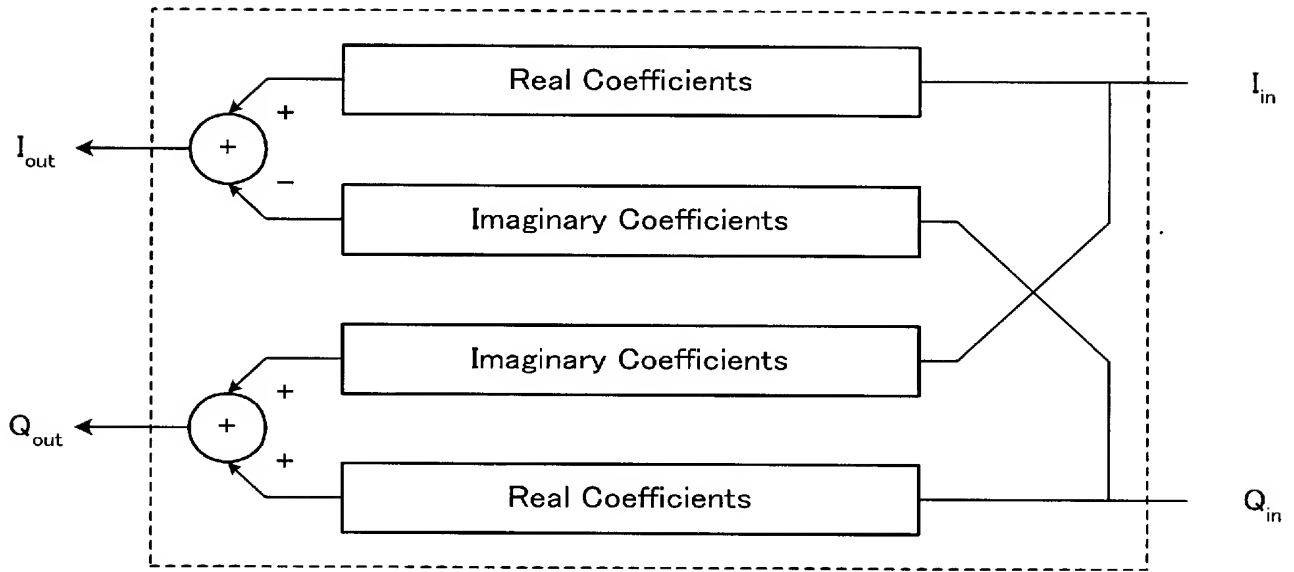
【图 9】



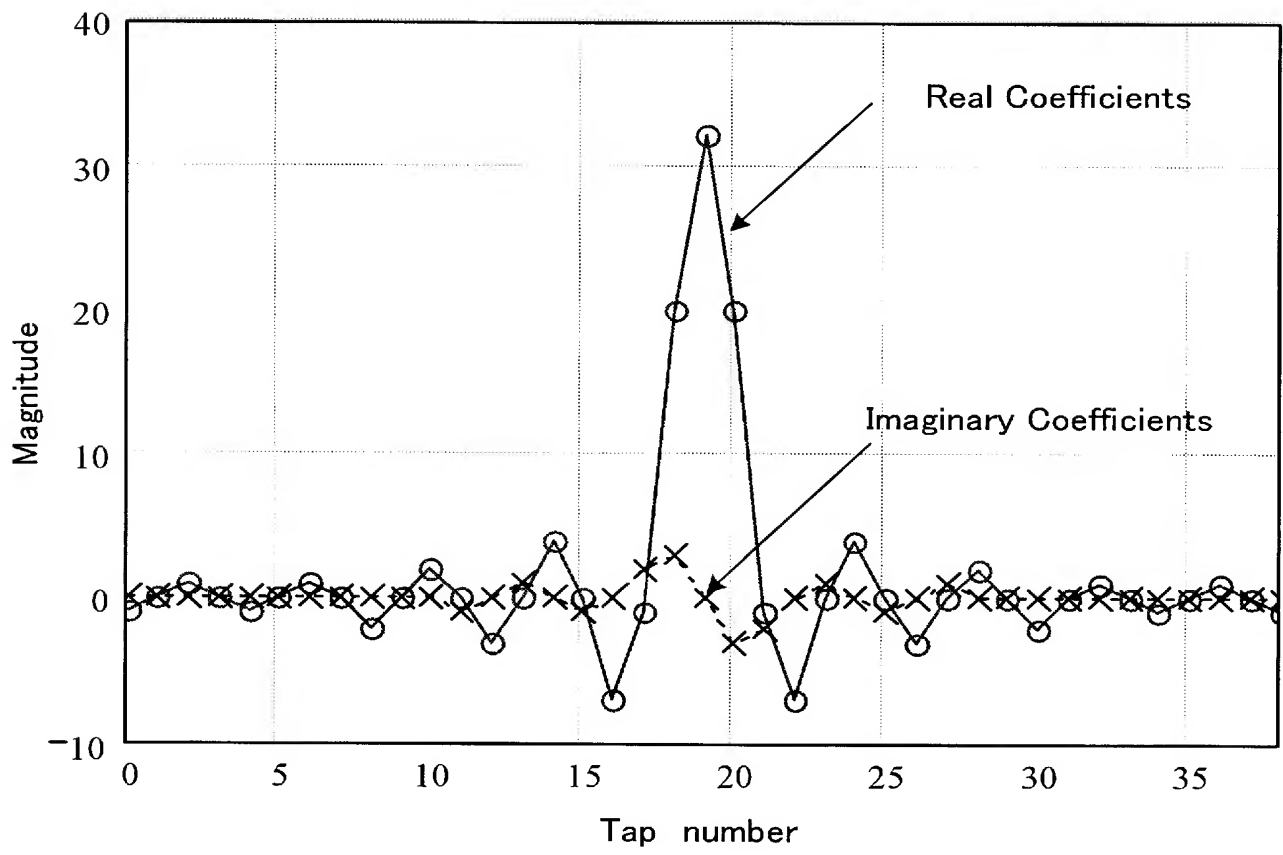
【图 10】



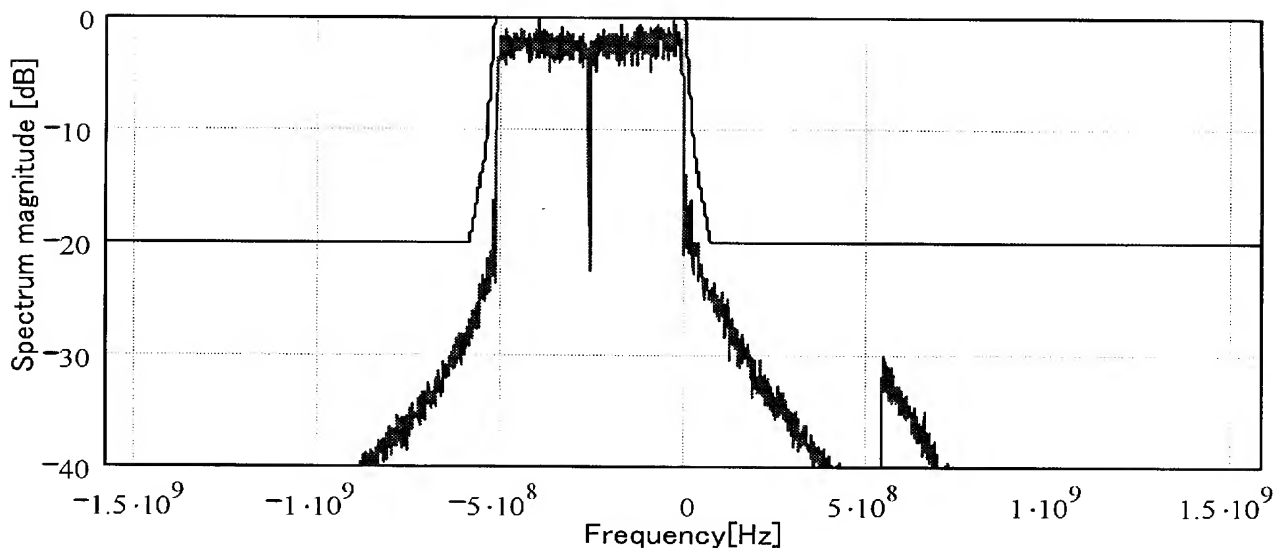
Complex X2 Interpolator



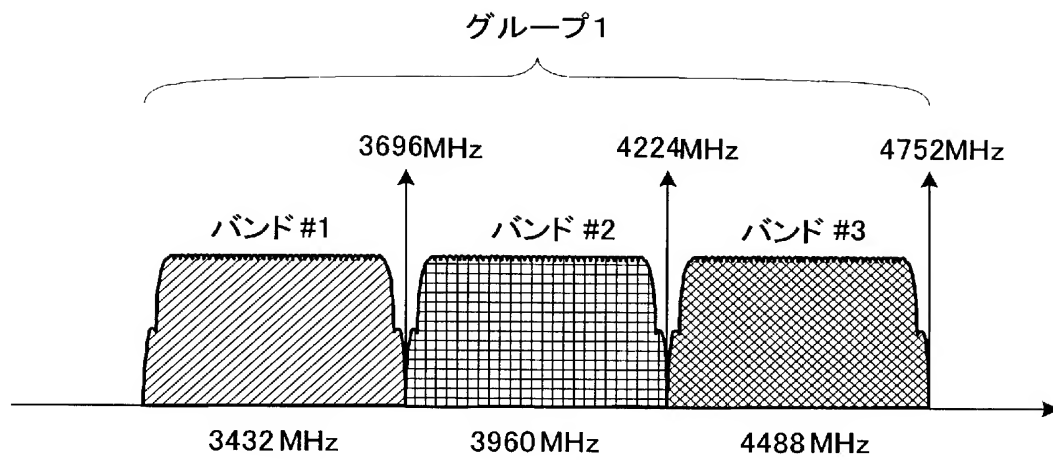
【图 1 2】



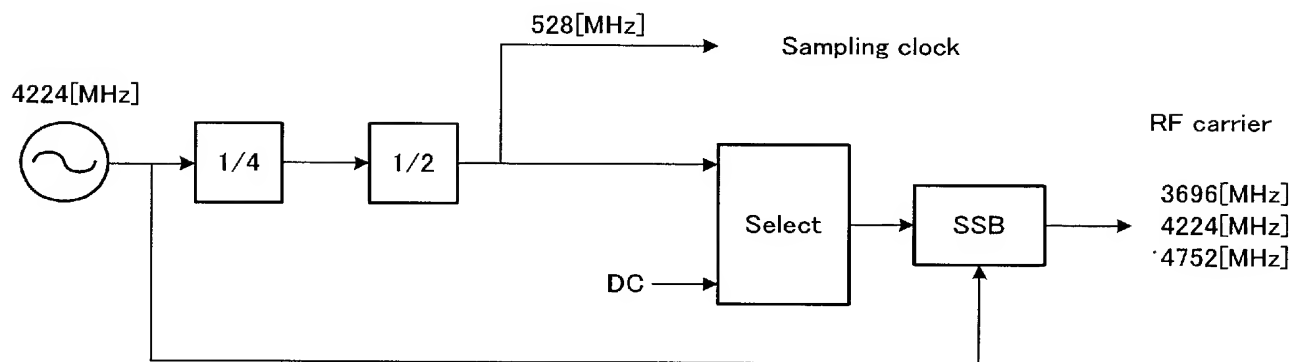
【图 1 3】



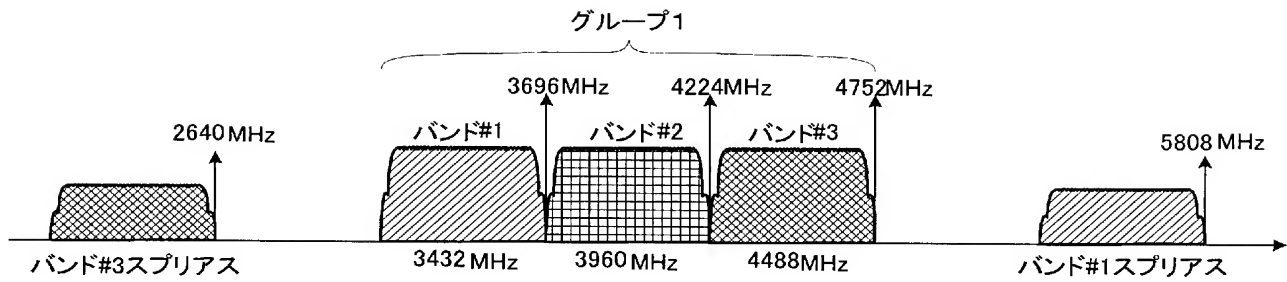
【図 1 4】



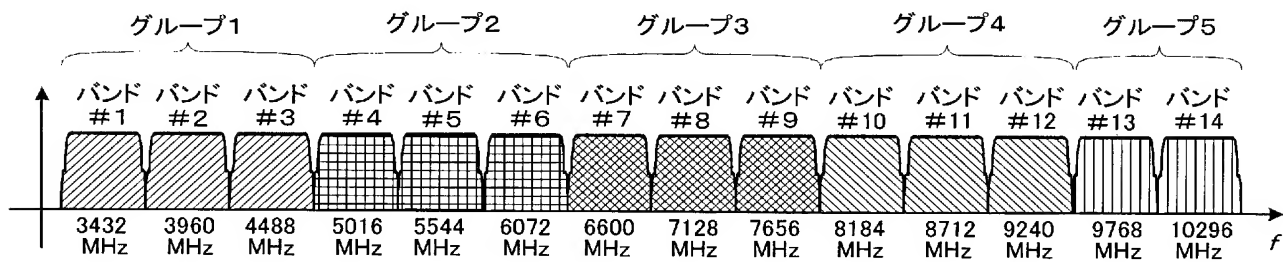
【図 1 5】



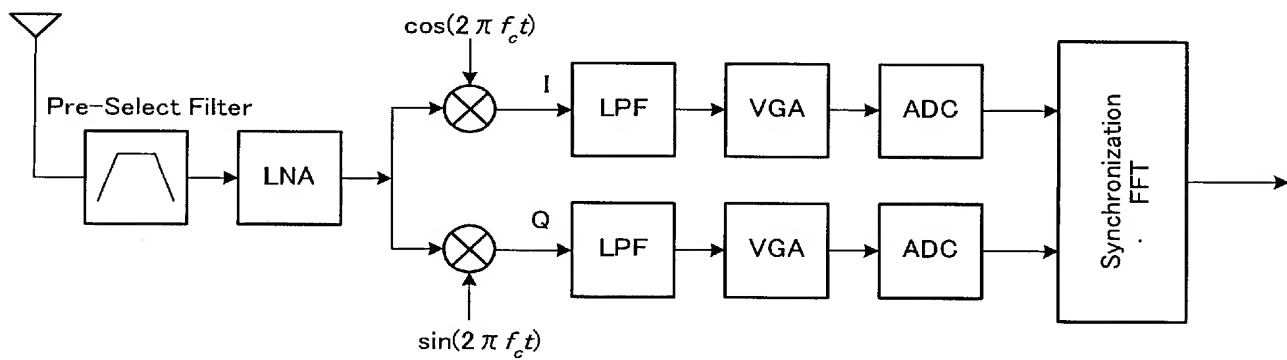
【図 1 6】



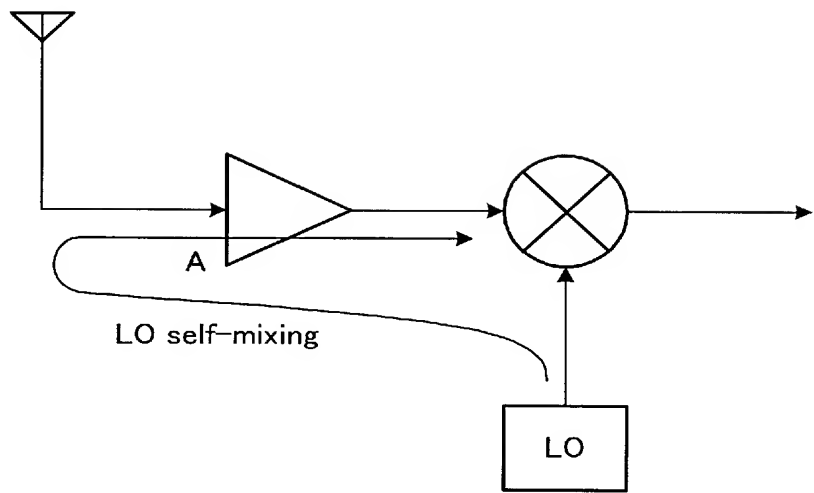
【図 1 7】



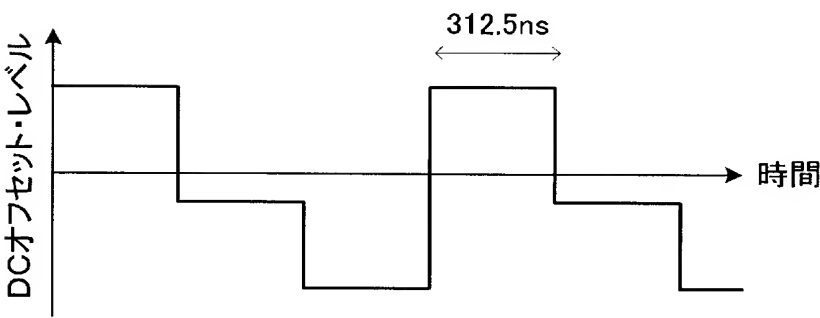
【図 1 8】



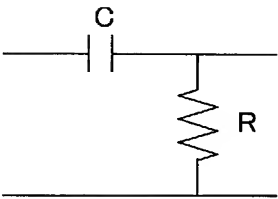
【図 1 9】



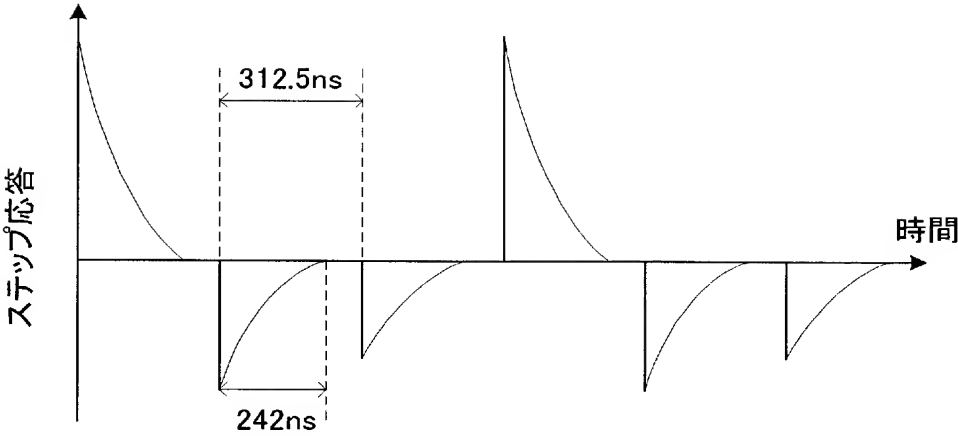
【図 2 0】

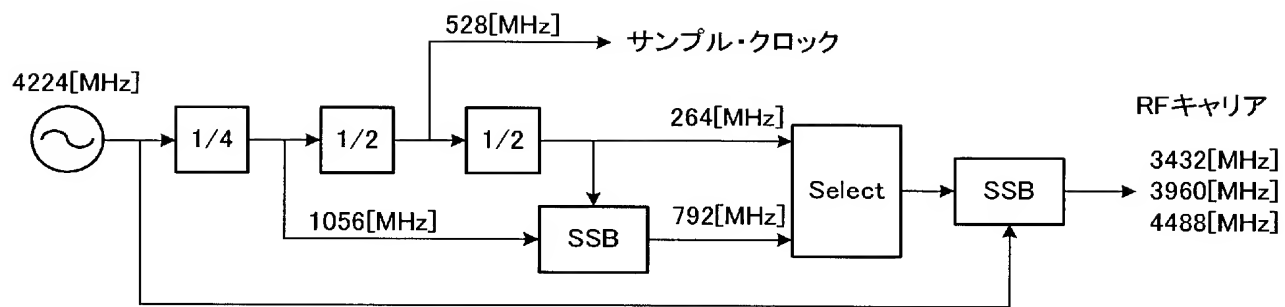


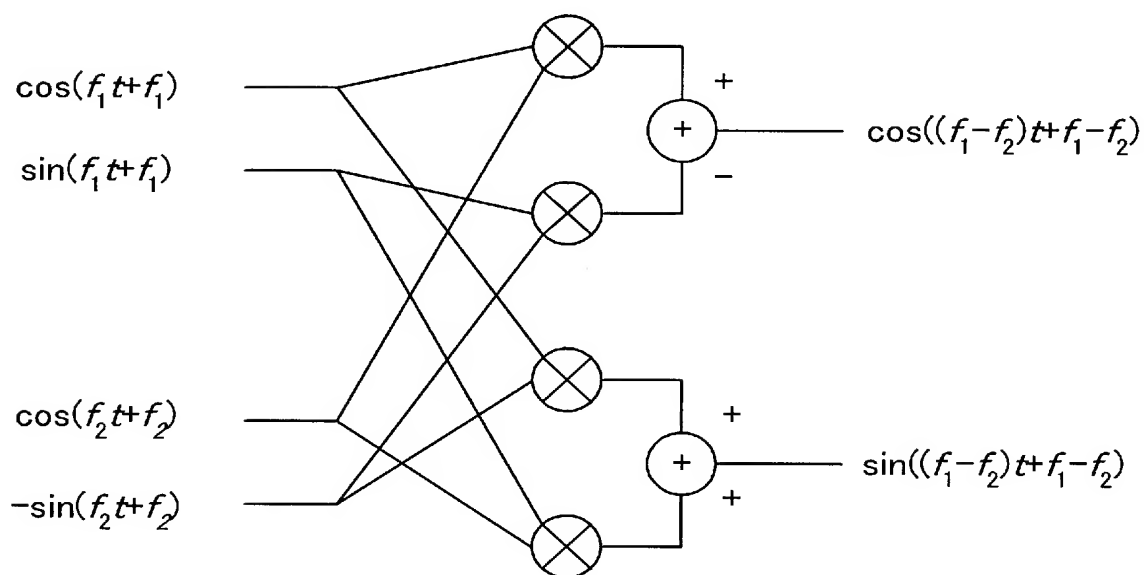
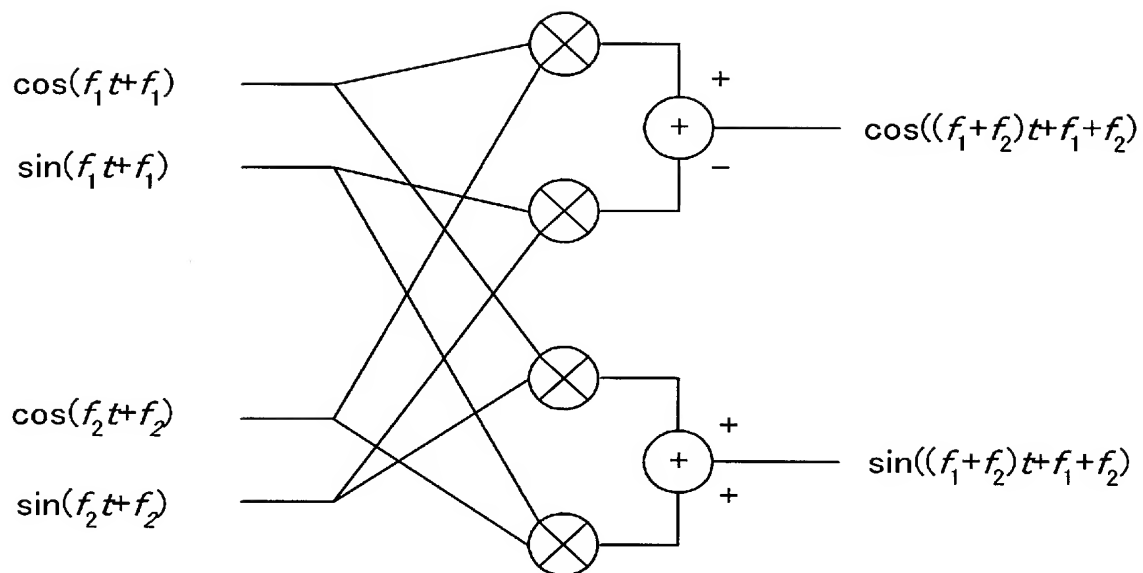
【図 2 1】

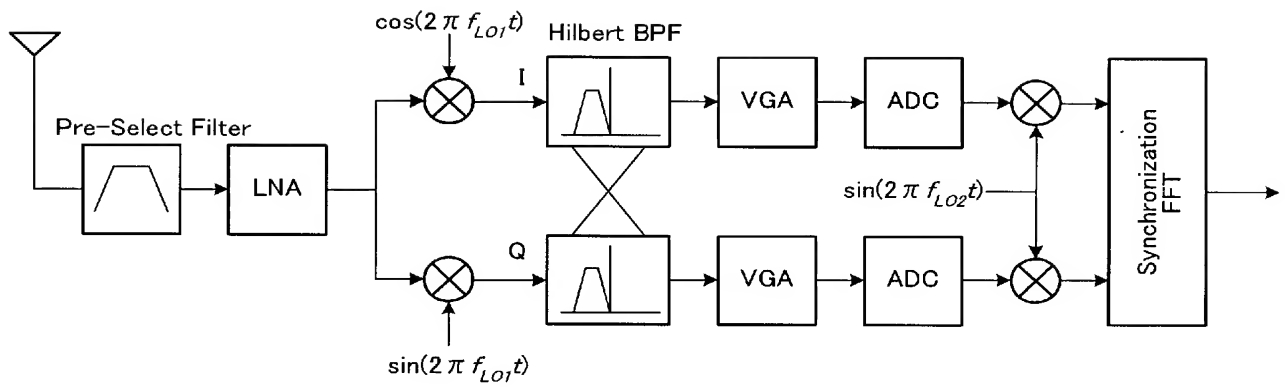


【図 2 2】









【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 マルチバンド OFDM—UWB 送受信機を Low-IF 構成にし、ダイレクト・コンバージョン構成の送受信機における問題点を解決する。

【解決手段】 Low-IF 受信機において、FFT 後にサブキャリアを回転させる並び替えを行なうことで、第 2 ローカル 信号による周波数変換を不要にするとともに、ダイレクト・コンバージョン受信機と同じ AD 変換クロックを用いる。一方、FFT をかけないプリアンプル部分については、元のプリアンプル・パターンにあらかじめ IF 周波数を乗算して得たシーケンスを用いることで、プリアンプル検出できるようにする。

【選択図】 図 1

出願人履歴

0 0 0 0 0 2 1 8 5

19900830

新規登録

5 9 7 0 6 2 9 9 3

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号

ソニー株式会社